

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

T. SATO  
6/7/01  
Q64872  
10f1

11040 U.S. PTO  
09/875151  
06/07/01

別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office

出願年月日  
Date of Application:

2000年 6月 9日

出願番号  
Application Number:

特願2000-173580

出願人  
Applicant(s):

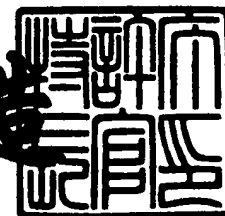
日本電気株式会社

CERTIFIED COPY OF  
PRIORITY DOCUMENT

2001年 4月27日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

及川耕造



出証番号 出証特2001-3036084

【書類名】 特許願

【整理番号】 49240035

【あて先】 特許庁長官殿

【国際特許分類】 H04B 1/707

【発明者】

    【住所又は居所】 東京都港区芝五丁目7番1号 日本電気株式会社内

    【氏名】 佐藤 俊文

【特許出願人】

    【識別番号】 000004237

    【氏名又は名称】 日本電気株式会社

【代理人】

    【識別番号】 100097157

    【弁理士】

    【氏名又は名称】 桂木 雄二

【手数料の表示】

    【予納台帳番号】 024431

    【納付金額】 21,000円

【提出物件の目録】

    【物件名】 明細書 1

    【物件名】 図面 1

    【物件名】 要約書 1

【ブルーフの要否】 要

【書類名】 明細書

【発明の名称】 D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路

【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直接拡散符号分割多元接続 ( D S - C D M A ) 方式を用いた受信機において、

予め定められた周期で受信信号と参照信号の相互相関係数を計算する相互相関係数計算手段と、

第  $N - 1$  周期 ( $N$  は任意の整数) で計算された前記相互相関係数  $\{R_{N-1,0}, R_{N-1,1}, R_{N-1,2}, \dots, R_{N-1,M}\}$  の各要素の複素共役数と第  $N$  周期で計算された前記相互相関係数  $\{R_{N,0}, R_{N,1}, R_{N,2}, \dots, R_{N,M}\}$  の各要素の積の実数部を求め、これを差動検出相互相関係数  $\{P_{N,0}, P_{N,1}, P_{N,2}, \dots, P_{N,M}\}$  として出力する差動検出手段と、

前記差動検出手段から出力される差動検出相互相関係数を予め定められた時間で平均化を行う平均化手段と、

平均化された相互相関係数から 1 つあるいは複数のピークを検出し、これを受信パスタイミングとして出力するピーク検出手段、

とを備えることを特徴とする D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路。

【請求項 2】 請求項 1 に記載の D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路において、

前記相互相関係数計算手段は、同期検波を行うために送信信号に挿入されたパイロット符号を自受信機に割り当てられた拡散符号で拡散した信号を参照信号とすること、

を特徴とする D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路。

【請求項 3】 請求項 1 に記載の D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路において、

前記平均化手段は、予め定められた時定数を用いて前記差動検出相互相関係数の指数重み付け平均化あるいは移動平均を行うこと、

を特徴とする D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路。

【請求項 4】 請求項 1 に記載の D S - C D M A システムにおける受信パスタイミング検出回路において、

前記平均化手段で平均化された平均化相互相関係数のうちピーク以外の要素の標準偏差を求め、前記ピーク検出手段で検出した複数のピーク位置の相関値と、前記標準偏差に予め定められた係数を掛けて求められる閾値とを比較し、相関値が閾値を越える場合に有効な受信パスタイミングとして出力する閾値回路を更に備えること、

を特徴とする受信パスタイミング検出回路。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】

本発明は直接拡散符号分割多元接続 (D S - C D M A) 方式を用いた自動車電話・携帯電話システム (セルラシステム) に関し、特に基地局無線装置における受信パスタイミング検出回路に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】

本発明に関連深い公知技術としては、cdma0ne (TIA/EIA IS95) 、あるいは、まだ実用化されていないが現在 3rd Generation Partnership Project (3GPP) で規格化が進められている第 3 世代移動通信システムの、Wideband Code Division Multiple Access (W-CDMA) 方式が挙げられる。

【 0 0 0 3 】

cdma0ne (IS-95) システムでは、下りリンク (基地局→移動機) 用の拡散符号として  $26.6\text{ms}(=80\text{ms}/3, 32768\text{chip})$  周期の比較的長い PN 符号と符号長 64 の Walsh 符号を掛け合わせて拡散符号として使用している。PN 符号は基地局毎および同じ基地局内でもセクタアンテナ毎に異なる符号 (正確には同じ拡散符号を一定回数シフトしたもの) が使用されている。符号長 64 の Walsh 符号は 1 つのセクタアンテナから送信される複数のチャネル (C D M A のため複数のチャネルで同一キャリアを共有し、拡散符号でチャネルが区別される) を区別するために用いられている。

## 【 0 0 0 4 】

セクタ毎にデータ変調されていないパイロットチャネルが比較的強い電力で送信されており、パイロットチャネルで用いられるWalsh 符号は0番、すなわちすべて“0”の符号が用いられている。すなわちパイロットチャネルで送信される信号は26.6ms周期の予め定められた符号系列となっている。したがって、cdmaOne の移動機はパイロットチャネルを用いて、予め定められたパイロットチャネルの符号系列と受信信号の相互相関のピークを検出することによりパスタイミングを検出している。

## 【 0 0 0 5 】

拡散符号の周期は32768chip であり一度に相互相関係数を求めるには長すぎるため、スライディング相関器により、受信信号と参照信号（予め定められたパイロットチャネルの拡散符号）を時間的にずらせながら相関係数を順次求めている。

## 【 0 0 0 6 】

例えば、従来の受信タイミング検出方式（チップ同期）は、例えば、参考文献1；（アンドリュー J ビタビ、Andrew J. Viterbi 著、Principle of Spread Spectrum Communication；発行年月日1995年4月）に記載されている。疑似ランダム符号である拡散符号で拡散された信号のタイミングの捕捉は2段階で行われる。すなわち、初期同期捕捉（サーチ）と同期追尾（トラッキング）の2段階に分けられる。

## 【 0 0 0 7 】

初期同期捕捉（サーチ）方法は、上記参考文献1の3章4節に説明されているように、相関電力がある閾値を越えるまで、受信タイミングを1/2チップ間隔でずらせながら、シリアルにサーチする方式である。同期追尾（トラッキング）はアーリー・レイト・ゲート（early-late gate）あるいはディレイ・ロック・ループ（DLL）と呼ばれる方法で、受信すべき遅延時間の $\Delta t$ だけ速いタイミングでの相関電力と $\Delta t$ だけ遅いタイミングでの相関電力を求め、両者の差が0となるように、タイミングを微調整するという方式である。

## 【 0 0 0 8 】

一旦パスタイミングを検出した後は、パスタイミングの変動は移動機が移動することにより生じる基地局－移動局間伝播時間の変化、および、マルチパス伝播路における反射物との位置関係による伝播時間の変化に同期追尾（トラッキング）できればよいので、相互相関係数（これは伝搬路の遅延プロファイルをあらわすものである）は現在のタイミングに対し前後数マイクロ秒～数10マイクロ秒の範囲で求めればよい。

## 【0009】

W-CDMAシステムでは、拡散符号として10ms周期のGold符号と、1シンボル周期のWalsh符号（シンボルレートによって符号長は異なる）が用いられている。下りリンク（基地局→移動機）では、基地局毎、同一基地局内の複数のセクタ毎に異なるGold符号が用いられている。上りリンク（移動局→基地局）では、移動機毎に異なるGold符号が用いられ、同一移動機内の異なる物理チャネル毎に異なるWalsh符号が割り当てられている。上りリンク、下りリンク共に、予め定められた符号系列で変調されたパイロットシンボルが多重化（符号多重および時間多重）されている。

## 【0010】

これら技術については、参考文献2；（3rd Generation Partnership Project；Technical Specification Group Radio Access Network；Spreading and modulation（FDD），3G TS 25.213 version 3.1.0）にても記載されている。

## 【0011】

IS95方式下りリンクの場合と異なり、W-CDMAシステムのパイロットシンボルはすべての基地局あるいは移動局で同一の拡散符号（シフトを含む）で拡散されているわけではないが、拡散符号がわかればパイロットシンボルの符号系列は完全に既知の符号系列と考えることができる。したがって、W-CDMAでは、このパイロットシンボルを用いて予め定められたパイロットシンボルの符号系列と受信信号の相互相関のピークを検出することによりパスタイミングを検出することができる。

## 【0012】

W-CDMAシステムではIS95システムと比べてチップレートが速いため、マルチパ

ス経路が変化した場合、1chip 以上 (1chip は260ns のため約78m の伝搬経路差に相当する) 不連続にパスタイミングが変化する場合が頻繁に発生する。したがって従来IS95等で同期追尾 (トラッキング) に使われていたDLL 等では十分なパストラッキングを実現することができない。

#### 【 0 0 1 3 】

このようなW-CDMAにおけるパスタイミング検出方法の従来例として、例えば特許第2751959号 (「CDMA受信装置の受信タイミング検出回路」; 特開平10-32523号) が挙げられる。この特許では、一定周期毎に受信信号と既知の信号系列との相互相関をあらかじめ定められた期間内で求め、求められた相互相関を表す相互相関信号を出力する系列相関器と、前記相互相関信号をそのサンプリング周波数より速い周波数でサンプリングし直し、サンプリングし直された相互相関信号を出力するインタポレーションフィルタと、前記サンプリングし直された相互相関信号の電力を計算し、計算された相互相関信号電力を出力する電力計算手段と、前記計算された相互相関信号電力を複数の周期にわたって平均化し、平均化された相互相関信号電力を出力する平均化手段と、前記平均化された相互相関信号電力のピークを検出し、ピークを検出した時のタイミングを前記CDMA受信装置の受信タイミングとして決定するピーク検出手段とを主要構成とする、CDMA受信装置の受信タイミング検出回路が提案されている。

#### 【 0 0 1 4 】

##### 【発明が解決しようとする課題】

従来のCDMAシステムにおける問題点の一つは、従来のように相互相関係数の電力平均を計算する場合、受信しようとする信号 (希望波) に雑音および干渉波の電力が重畳した値が求まるため、雑音および干渉波の電力が大きい場合に真のピーク (希望波の受信タイミング) の検出が難しいことである。この点を解消すべく、本発明の第1の課題はパスタイミング検出精度を向上させることである。

#### 【 0 0 1 5 】

第2の課題は、干渉キャンセラあるいはスマートアンテナ (アダプティブアレイアンテナ) のように干渉電力が非常に大きい環境でパスタイミングを検出する

ことである。干渉キャンセラあるいはスマートアンテナ（アダプティブアレイアンテナ）を用いて干渉を除去できる受信機でも、まず最初にパスタイミングの検出が必要となるため、初期パスタイミング検出は干渉電力が非常に大きい環境で行わなければならない。

## 【 0 0 1 6 】

本発明の目的は、DS-CDMA 方式による移動通信システム（セルラシステム）において、雑音および干渉の多い環境でパスサーチおよびパストラッキングを精度良く行うことである。

## 【 0 0 1 7 】

特に、干渉キャンセラあるいはスマートアンテナ（アダプティブアレイアンテナ）を用いた受信機において干渉電力が非常に大きい環境下でパスサーチおよびパストラッキングを行うことである。

## 【 0 0 1 8 】

なお、上記目的を達成するにあたり、必要となる回路・装置についても小形化・軽量化に適するように極力簡易な構成をとるよう留意する。

## 【 0 0 1 9 】

## 【課題を解決するための手段】

本発明の受信パスタイミング検出回路は、予め定められた周期で受信信号と参照信号との相互相関係数を計算する相互相関係数計算部（図2の104）と、相互相関計算部から出力される相互相関係数（図2の $\{RN,m\}$ ）の各要素と1周期前の相互相関係数の各要素の複素共役数との掛け算を行い、その実数部を差動検出相互相関係数（図2の $\{PN,m\}$ ）を出力する差動検出手段（図2の105）と、差動検出相互相関係数を予め定められた時間に渡って平均化する平均化手段（図2の106）と、平均化された相互相関係数（図2の $\{PAN,m\}$ ）から1つあるいは複数のピークを検出し、これを受信パスタイミングとして出力するピーク検出部（図2の107）とにより構成される。

## 【 0 0 2 0 】

複数のパスタイミングを検出する場合、誤って雑音によるピークを検出してしまわないようにしなければならない。このような場合は、更に閾値手段（図2の



201) を備えてこの閾値手段で平均化された相互相関係数のうち検出されたピークを除いた要素の標準偏差を求め、この標準偏差に予め定められた係数を掛けた値を閾値として閾値を越えるピークのみ有効な受信パスタイミングとして出力する。

【0021】

【作用】

従来の受信パスタイミング検出回路では、相互相関係数の電力を求め、この電力値を複数回平均化を行った後、ピークを検出していた。すなわち、平均回数を  $N$  とすると、

$$PA'_{N,m} = \sum_n |R_{n,m}|^2 / N \quad \dots \text{〔式1〕}$$

【0022】

一方、本発明の受信パスタイミング検出回路では、1周期前の相関値の複素共役数との積の実数部を求めるので、

$$PAN,m = \sum_n \text{real} (R_{n,m} \times R_{n-1,m}^*) / N \quad \dots \text{〔式2〕}$$

ただし”\*”は複素共役数を意味する。

【0023】

相互相関係数  $\{R_{n,m}\}$  は受信したい信号成分（希望波成分）と、受信したくない雑音および干渉成分とを含んでいる。これをそれぞれ、 $S_{n,m}$ 、 $N_{n,m}$ とすると、

$$R_{n,m} = S_{n,m} + N_{n,m}$$

$$\begin{aligned} PA'_{N,m} &= \sum_n |S_{n,m} + N_{n,m}|^2 / N \\ &= \sum_n (|S_{n,m}|^2 + |N_{n,m}|^2 + S_{n,m} N_{n,m}^* + S_{n,m}^* N_{n,m}) / N \quad \dots \text{〔式3〕} \end{aligned}$$

【0024】

ここで、信号成分と雑音＋干渉成分は無相関であるから平均回数が十分大きい場合には、

$$\sum_n (S_{n,m} N_{n,m}^* + S_{n,m}^* N_{n,m}) / N \rightarrow 0 \quad \text{とみなせるため、}$$

$$PA'_{N,m} \rightarrow \sum_n (|S_{n,m}|^2 + |N_{n,m}|^2) / N \quad \dots \text{〔式4〕}$$

となり、平均回数を増やしても、雑音＋干渉成分の電力が加算されたまま残ってしまう。

【0025】

一方本発明の場合は、

$$\begin{aligned} \text{PAN}_{,m} &= \sum n_{\text{real}} \left( (S_{n,m} + N_{n,m}) \times (S_{n-1,m} + N_{n-1,m})^* \right) / N \\ &= \sum n_{\text{real}} \left( S_{n,m} S_{n-1,m}^* + N_{n,m} N_{n-1,m}^* + S_{n,m} N_{n-1,m}^* + N_{n,m} S_{n-1,m}^* \right) / N \end{aligned} \quad \dots \text{〔式 5〕}$$

#### 【0026】

ここで、信号成分と雑音＋干渉成分は無相関であると同時に、時間のずれた雑音成分および干渉成分は無相関である。第  $n-1$  周期と第  $n$  周期では異なる拡散符号系列となっており（正確には相互相関係数を求める周期より長い周期の拡散符号が使われていると隣接した相関係数演算区間における部分系列は異なったものとなる）無相関とみなすことができるため、干渉成分も無相関とみなすことができる。したがって、上式の第 1 項以外は平均回数が十分多いと 0 とみなすことができる。

#### 【0027】

また、信号成分は時間的に位相および振幅が変動するが、隣接した周期では変化が小さい（相関  $\approx 1$ ）とみなせる。

すなわち、

$$\text{PAN}_{,m} \rightarrow \sum n_{\text{real}} \left( S_{n,m} S_{n-1,m}^* \right) / N \rightarrow \sum n \left| S_{n,m} \right|^2 / N \quad \dots \text{〔式 6〕}$$

となり、平均回数が十分大きい場合には雑音＋干渉成分の影響が残らないことがわかる。

#### 【0028】

従って、例えば、干渉キャンセラあるいはスマートアンテナ（アダプティブアレイアンテナ）を用いた受信機における初期パスタイミング検出のように干渉電力が非常に大きい状態でも平均時間を長くさえすれば干渉波の影響を除去することができ、正しいパスタイミングを検出できることがわかる。

#### 【0029】

#### 【発明の実施の形態】

〔実施例〕図 1 に本発明の受信パスタイミング検出回路を用いた CDMA 無線装置の構成の一例をブロック図で示す。図 2 に本発明の受信パスタイミング検出回路の一実施例の構成をブロック図で示す。

## 【 0 0 3 0 】

図 1 を参照すると、例示 C D M A 無線装置では、アンテナ ( 1 0 1 ) で受信された信号は無線受信部 ( 1 0 2 ) で送信信号に整合した帯域幅でフィルタリングされ、ベースバンドに周波数変換された後、A / D 変換部 ( 1 0 3 ) でデジタルベースバンド信号 (  $r \times d$ 、同相成分を実数部、直交成分を虚数部とする複素数で表される ) に変換される。受信ベースバンド信号 (  $rxd$  ) はパスサーチを行うために受信パスタイミング検出回路の相互相関係数計算手段 ( 1 0 4 ) に供給され、また、逆拡散および復調を行うため逆拡散部 ( 1 0 8 ) に供給される。

## 【 0 0 3 1 】

続いて、実施例の受信パスタイミング検出回路について図面を参照して詳細に説明する。図 2 を参照すると、実施例の受信パスタイミング検出回路は、予め定められた周期で受信信号と参照信号との相互相関係数を計算する相互相関係数計算部 ( 図 2 の 1 0 4 ) と、相互相関計算部から出力される相互相関係数 ( 図 2 の  $\{RN, m\}$  ) の各要素と 1 周期前の相互相関係数の各要素の複素共役数との掛け算を行い、その実数部を差動検出相互相関係数 ( 図 2 の  $\{PN, m\}$  ) を出力する差動検出手段 ( 図 2 の 1 0 5 ) と、差動検出相互相関係数を予め定められた時間に渡って平均化する平均化手段 ( 図 2 の 1 0 6 ) と、平均化された相互相関係数 ( 図 2 の  $\{PAN, m\}$  ) から 1 つあるいは複数のピークを検出し、これを受信パスタイミングとして出力するピーク検出部 ( 図 2 の 1 0 7 ) とにより構成されている。ここでは、受信信号、参照信号、相互相関係数は同相成分を実数部、直交成分を虚数部とする複素数で表現されている。

## 【 0 0 3 2 】

複数のパスタイミングを検出する場合、誤って雑音によるピークを検出してしまわないようにしなければならない。このような場合に対応すべく実施例では閾値手段 ( 図 2 の 2 0 1 ) を設けてあり、平均化された相互相関係数のうち検出されたピークを除いて標準偏差を求め、この標準偏差に予め定められた係数を掛けた値を閾値として閾値を越えるピークのみ有効な受信パスタイミングとして出力するようになっている。

## 【 0 0 3 3 】

パスサーチはまず、相互相関係数計算手段（104）にて、受信信号（ $r \times d$ ）と自チャネルの受信用拡散符号（ $r \times c d$ ）で拡散されたパイロット信号との相互相関係数  $\{R_n, m\}$  を予め定められた遅延時間の範囲で計算することにより始められる。

## 【0034】

セルラシステムでは、ひとつの基地局のカバーするセルの半径が決められているため、そのセル内で移動機が移動した際の基地局と移動局間の電波の伝播遅延の範囲でパスサーチを行えば良い。したがって相互相関係数を求める遅延範囲はセル半径に応じて予め定めることが可能である。

## 【0035】

差動検出手段（105）で相互相関係数  $\{R_n, m\}$  は直前の周期で計算された相互相関係数  $\{R_{n-1}, m\}$  の複素共役数との積の実数部が求められる。 $\{P_n, m\}$  1 回の相互相関演算では雑音および干渉波成分が多く含まれるため正しいピーク（すなわちパスタイミング）を検出することができないため、一定時間に渡って平均化を行う必要がある。（106）平均化時間はパスタイミングがほぼ変動しないとみなす事ができる程度に短く、かつ、十分雑音および干渉波の影響を除去できる程度に長くなければならない。通常のW-CDMAセルラシステムの場合平均化時間50ms～100ms 程度が適当である。

## 【0036】

このようにして平均化を行った相互相関係数はマルチパス伝播路の遅延プロファイルを表すものであるから、相互相関係数（電力値）の1つあるいは複数のピークを求めることにより（107）、マルチパス伝播路のパスタイミング（ $t_m g$ ）を検出することができる。

## 【0037】

〔動作の説明〕以下、更に詳細に図2で示される受信パスタイミング検出回路の動作について説明する。図3は、信号フォーマットを示すタイミングチャートである。送受信信号としてW-CDMAの上り（移動機→基地局）の信号を想定すると、図3で示すように送受信信号は10msのフレームを15分割したスロットで構成され、各スロットにはデータ信号とパイロット信号+制御信号の2つの信号が符

号多重化されている。パイロット信号は予め定められた符号系列であり、データ部の同期検波およびパスタイミング検出等に利用することができる。

## 【 0 0 3 8 】

受信信号を  $\{r_t\}$ 、参照信号（パイロット信号）を  $\{p_t\}$  とすると、相互相関係数計算手段 1 0 4 では毎スロット、下記の相関演算を行う。

スロット番号を  $n$ 、遅延を  $m$  ( $m=0 \sim M-1$ ) とすると

$$R_{n,m} = \sum_t (r_{t+m} \times p_t^*) \quad \dots \text{〔式 7〕}$$

## 【 0 0 3 9 】

セルラシステムでは基地局からの信号を移動局が受けたタイミングで移動局が送信を行うため、基地局は自分がサービスを提供するセルエリア内を電波が往復する伝搬遅延の範囲でパスタイミングをサーチすればよい。したがって、上記相互相関係数を求める範囲 ( $M$ ) は最大伝搬遅延の値までで良い。

## 【 0 0 4 0 】

差動検出手段 1 0 5 は、下記〔式 8〕に示すように、スロット毎に出力される相互相関係数  $\{R_{n,m}\}$  とメモリに記憶させておいた前スロット ( $n-1$  スロット) の相互相関係数  $\{R_{n-1,m}\}$  の複素共役数との掛け算を行い、その実数部のみを出力する。スロット間で信号成分（希望波成分）の変動が十分小さいと仮定すると、虚数部には干渉成分しか含まれないので破棄してしまっても良い。

$$P_{n,m} = \text{real} (R_{n,m} \times R_{n-1,m}^*) \quad \dots \text{〔式 8〕}$$

## 【 0 0 4 1 】

平均化手段 1 0 6 では、 $N$  スロット間に渡って差動検出された相互相関係数  $\{P_{n,m}\}$  の平均化を行う。すなわち、次式により平均値  $P_{AN,m}$  を求める。

$$P_{AN,m} = \sum_n (P_{n,m}) / N \quad \dots \text{〔式 9〕}$$

## 【 0 0 4 2 】

このように  $N$  スロット毎に平均値を求める場合は、まず平均化手段内のメモリをクリアした後、 $N$  スロットに渡って差動検出された相互相関係数を加算していく。なお、次段のピーク検出回路 1 0 7 では相互相関係数の相対値のみが用いられるため、上式のように平均回数  $N$  で割る必要はない。したがって実際の装置では  $N$  で割らず、累積値をそのまま出力すれば足り、次式に対応する信号を出力す

る。

$$P_{AN,m} = \sum_n (P_{n,m}) \quad \dots \text{〔式10〕}$$

#### 【 0 0 4 3 】

以上説明した平均化方法の場合、N スロットに1回しか結果を出力できないため、パスタイミングの検出に平均Nスロットの遅延が発生する。この遅延を小さくし、かつ等価的な平均化スロット数は減らしたくない場合には移動平均を行うか、あるいは指数重み付け平均を行えばよい。

#### 【 0 0 4 4 】

移動平均を行う場合は、過去Nスロット分の差動検出相互相関係数をメモリに記憶しておき、ピーク検出を行うタイミングでNスロット分の累積値を出力すればよい。ピーク検出は任意のスロット間隔で行うことができる。毎スロットピーク検出を行う場合、パスタイミングの検出遅延は平均N/2スロットに半減できる。しかしながらメモリ量および計算量が大幅に増えてしまう。

#### 【 0 0 4 5 】

指数重み付け平均化方法の場合は、メモリ量および計算量を抑えつつ平均値の検出間隔を短くすることが可能である。すなわち忘却係数を $\lambda$ とすると、

$$P_{An,m} = \lambda P_{An-1,m} + (1 - \lambda) P_{n,m} \quad \dots \text{〔式11〕}$$

で求めることができる。

#### 【 0 0 4 6 】

ピーク検出手段では、平均化された相互相関係数の最大値を求め、このときの遅延をパスタイミングとすればよい。伝搬路がマルチパス伝搬路でRAKE合成受信を行う場合、複数のピークを検出する必要がある。ピークの前後は送受信フィルタの特性できまるサイドローブがあるため、このサイドローブを除いて次に大きな相互相関値を見つけ、その遅延を2パスめのタイミングとすればよい。この操作をすべてのパスに対して繰り返せばよい。

#### 【 0 0 4 7 】

続いて、例示CDMA無線装置の他の部分について説明する。逆拡散部（108）では、上記で求めた1つあるいは複数のパスタイミングで受信信号（ $r \times d$ ）を自チャネルに割り当てられた受信用拡散符号（ $r \times c d$ ）で逆拡散を行う。

復調部（１０９）は、逆拡散された受信信号を例えばパイロット信号を参照信号として同期検波を行うことにより受信情報（ $r x i n f$ ）を検出する。マルチパス伝播路の場合は各マルチパス毎に逆拡散、同期検波された信号を最大比合成を行う RAKE 合成も、この復調部（１０９）で行われる。

## 【 0 0 4 8 】

また、DS-CDMA で必須とされる送信電力制御を行う際は、受信信号の信号対干渉電力比〔SIR〕の推定および推定された SIR と予め定められた受信品質を達成するために必要な目標 SIR とを比較し、相手（移動機）の送信電力を増減させる上り送信電力制御コマンド（ $T p c \_ U L$ ）を復調部 109 で計算する必要がある。また、自送信機の送信電力を制御するために相手（移動機）から送られてきた下り送信電力制御コマンド（ $T p c \_ D L$ ）を復調する機能も有している。

## 【 0 0 4 9 】

このような送信電力制御は DS-CDMA に必須に技術であるが、本特許のバスタイミング検出回路とは直接関係しない従来技術であるため、更なる説明は省略する。

## 【 0 0 5 0 】

送信系は、変調部（１１３）、拡散部（１１２）、D/A変換部（１１１）および無線送信部（１１０）で構成される。送信情報（ $t x i n f$ ）と上り送信電力制御コマンド（ $T p c \_ U L$ ）は変調部（１１３）で多重化され、例えば QPSK 変調された後、拡散部（１１２）で送信用拡散符号（ $t x c d$ ）で拡散される。

## 【 0 0 5 1 】

拡散された送信信号（ $t x d$ ）は D/A 変換部（１１１）でアナログ信号に変換された後、無線送信部（１１０）にてローオフフィルタで帯域制限され、無線周波数に周波数変換され、増幅されて、アンテナ（１０１）より送信される。下り送信電力制御コマンドの指示に従って、送信電力は増減される。

## 【 0 0 5 2 】

このような送信系については、本発明のパスサーチ回路とは直接関係なく、既

知技術であるため、これ以上の説明は省略する。

【 0 0 5 3 】

【発明の効果】

本発明の第 1 の効果は、遅延プロファイル（相互相関係数）の平均化を行う際、雑音および干渉波の電力が重畳されないため受信パスタイミングの検出精度を向上できることである。

【 0 0 5 4 】

第 2 の効果は干渉キャンセラあるいはスマートアンテナ（アダプティブアレイアンテナ）を用いるシステムにおいて、干渉電力が大きい初期状態でもパスタイミングを検出できるという点である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明を用いた第 1 の実施例の送受信機の構成を説明するブロック図である。

【図 2】 本発明の第 1 の実施の形態を示すブロック図である。

【図 3】 信号フォーマットを示すタイミングチャートである。

【符号の説明】

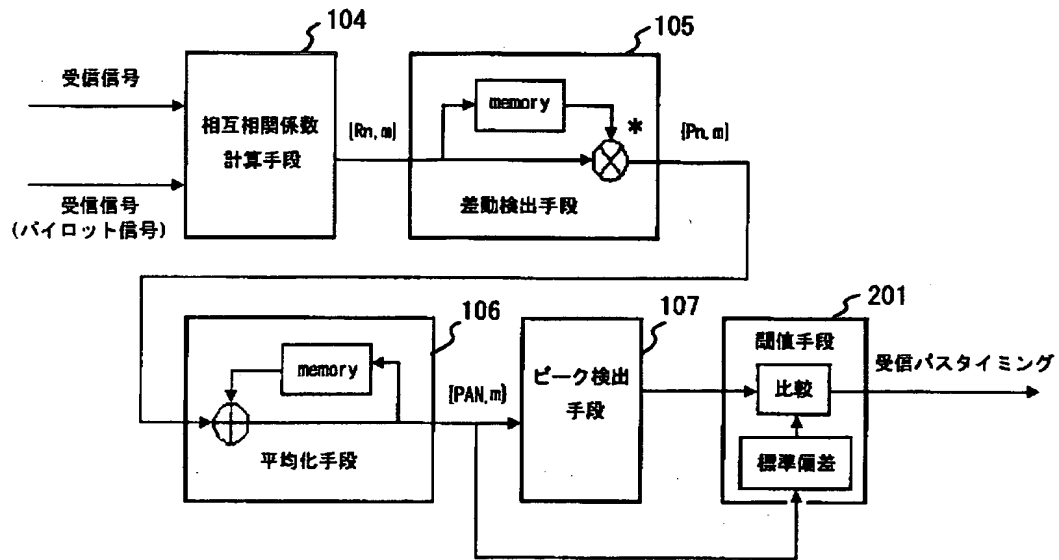
- 101 …アンテナ
- 102 …無線受信部
- 103 …A/D変換部
- 104 …相互相関係数計算手段
- 105 …差動検出手段
- 106 …平均化手段
- 107 …ピーク検出手段
- 108 …逆拡散部
- 109 …復調部
- 110 …無線送信部
- 111 …D/A変換部
- 112 …拡散部
- 113 …変調部



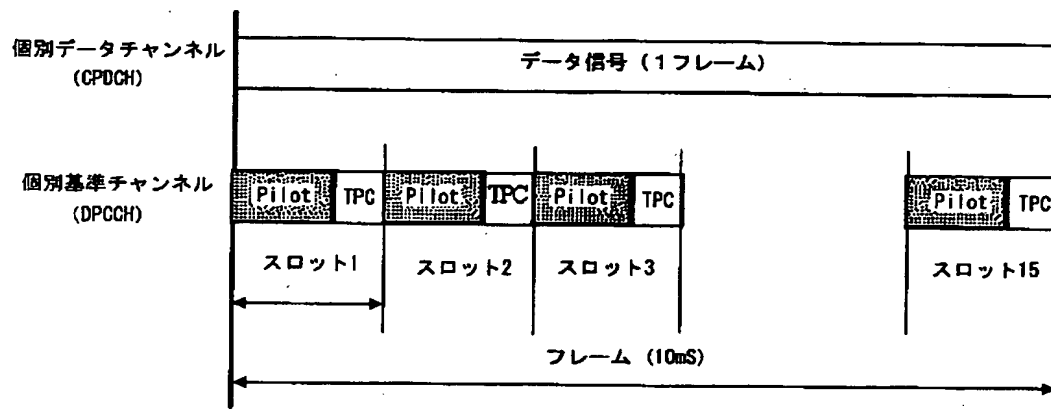
201 … 閾値手段



【図 2】



【図 3】



【書類名】 要約書

【要約】

【課題】 直接拡散符号分割多元接続 (DS-SS) 方式を用いた受信機において、雑音および干渉電力が非常に大きい環境でもマルチパス伝播路のパスタイミングを検出することができる受信パスタイミング検出回路を提供する。

【解決手段】 受信パスタイミング検出回路を、予め定められた周期で受信信号と参照信号との相互相関係数を計算する相互相関係数計算部 (104) と、相互相関計算部から出力される相互相関係数 (  $\{RN, m\}$  ) の各要素と 1 周期前の相互相関係数の各要素の複素共役数との掛け算を行い、その実数部を差動検出相互相関係数 (  $\{PN, m\}$  ) を出力する差動検出手段 (105) と、差動検出相互相関係数を予め定められた時間に渡って平均化する平均化手段 (106) と、平均化された相互相関係数 (  $\{PAN, m\}$  ) から 1 つあるいは複数のピークを検出し、これを受信パスタイミングとして出力するピーク検出部 (107) とにより構成する。

【選択図】

図 2

認定・付加情報

特許出願の番号	特願2000-173580
受付番号	50000719532
書類名	特許願
担当官	第七担当上席 0096
作成日	平成12年 6月12日

<認定情報・付加情報>

【提出日】	平成12年 6月 9日
-------	-------------

出 願 人 履 歴 情 報

識別番号 [000004237]

1. 変更年月日 1990年 8月29日

[変更理由] 新規登録

住 所 東京都港区芝五丁目7番1号

氏 名 日本電気株式会社